

* NOTICES *

Japan Patent Office is not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[** important point]

It is related with the control system of the external modulator which achieves stabilization of the lightwave signal outputted from electric-light conversion circuit used for an optical transmission system. It aims at the ability to prevent degradation of the extinction ratio of the appearance mosquito lightwave signal accompanying an operating point drift, without being dependent on input signal. The drive circuit which generates driver voltage according to an input signal, Bias voltage and this driver voltage are given and a light beam is modulated with this input signal. The optical modulator which outputs a lightwave signal, and the low frequency signal superposition circuit which superimposes the low frequency signal which has a low frequency compared with this input signal to the level from which this input signal differs, respectively so that it may become an opposite phase mutually, The low frequency signal component contained in this lightwave signal is detected, and based on a detection result, it has the bias control circuit which controls this bias voltage, and is constituted.

(Field of the Invention)

This invention relates to the control circuit and the light modulation approach of an optical transmitter and an optical modulator of achieving stabilization of the lightwave signal outputted.

(Prior art)

Conventionally, the reactance modulation system which modulates the current which flows to semiconductor laser with a data signal was adopted as electric-light conversion circuit of an optical transmission system. However, in the reactance modulation system, since the effect of the wavelength variation (char ping) of the lightwave signal with which transmission speed is outputted by responding for becoming quick becomes large, long-distance transmission has become difficult by the wavelength dispersion in an optical fiber.

Then, the electric light conversion circuit using the external modulator of the Mach TSUENDA mold external modulator (henceforth "MZ modulator") which does not produce a char ping theoretically, and others is examined. On the other hand, with the configuration using such an external modulator, in order to attain long-term operational stability of an optical transmission system, stabilization of the lightwave signal outputted to temperature fluctuation and aging is needed.

Fig. 6 is drawing showing the basic configuration of the electric 1 light conversion circuit which used the external modulator.

In drawing, according to the input signal given through the drive circuit 73, the outgoing radiation light of semiconductor laser 75 is modulated, and it outputs as a lightwave signal by external modulation 71. Conventionally, as an approach of compensating a gap of the operating point of the external modulator accompanying temperature fluctuation in such an electric - light conversion circuit, a low frequency signal is superimposed on one logical level of an input signal, a modulator is driven, and the approach of controlling the operating point by the phase of the low frequency signal detected from the lightwave signal outputted is proposed.

(Object of the Invention)

By the way, MZ modulator produces change (operating point drift) in the ON appearance mosquito property by the direct current voltage impressed, the temperature change, and aging.

Fig. 7 is drawing showing the input-output behavioral characteristics of MZ modulator.

In drawing, ** shows the property before producing an operating point drift, and ** shows the property at the time of producing an operating point drift. In addition, the input-output behavioral characteristics of MZ modulator have periodicity to driver voltage, as shown in drawing.

Therefore, an efficient binary modulation can be performed by using the driver voltages VO and V1 from which each cusp value of the upper and lower sides of the output photoelectrical force is acquired corresponding to each logical value of an input signal.

As for the lightwave signal outputted from such a MZ modulator, an extinction ratio deteriorates that driver voltages VO and V1 are fixed according to above-mentioned periodicity at the time of generating of an operating point drift. Therefore, if the amount of drifts is set to dV when an operating point drift occurs, it is necessary to compensate an operating point drift by setting driver voltages VO and V1 to VO+dV and V1+dV, respectively.

However, the control which holds the optimal operating point according to increase of change of the mark rate of an input signal, build up time, or falling time amount by the compensation approach of the conventional operating point drift which superimposes a low frequency signal on one logical level of an input signal was difficult.

This invention aims at offering the control circuit and the light modulation approach of the optical transmitter which can prevent degradation of the extinction ratio of the output lightwave signal accompanying an operating point drift, and an optical modulator, without being dependent on an input signal.

(The means for solving a technical problem])

The low frequency signal superposition circuit which superimposes the low frequency signal which has a low frequency in invention according to claim 1 compared with this input signal to the voltage level from which an input signal differs, respectively so that it may become an opposite phase mutually, Optical modulator which bias voltage and the input signal with which it was superimposed on this low frequency signal are given, and outputs the modulated lightwave signal It is characterized by having the bias control circuit which controls this bias voltage based on the detection result of the low frequency signal component contained in this lightwave signal.

In invention according to claim 2, when this input signal is a digital signal, this low frequency signal superposition circuit superimposes a low frequency signal so that it may be set to high level and a low level with an opposite phase at each.

This bias control circuit compares the low frequency signal component contained in this low frequency signal and this lightwave signal, and controls this bias voltage by invention according to claim 3 based on a comparison result.

Bias voltage and an input signal are given to claim 4 in invention of regulation, and it becomes irregular with this input signal, and in the control circuit of the optical modulator which outputs a lightwave signal, a low frequency signal superposition circuit superimposes the low frequency signal which has a low frequency compared with this input signal to the level from which this input signal differs, respectively so that it may become an opposite phase mutually.

A bias control circuit detects the low frequency signal component contained in this lightwave signal, and controls this bias voltage based on a detection result.

In invention according to claim 5, this low frequency signal superposition circuit superimposes a low frequency signal so that phases may differ to the extent that high level and a low level are resembled, respectively, when this input signal is a digital signal.

This bias control circuit compares the low frequency signal component contained in this low frequency signal and this lightwave signal, and controls this bias voltage by invention according to claim 6 based on a comparison result.

It is characterized by to control this bias voltage based on the detection result of the low-frequency signal component which superimposes the low-frequency signal which has a low frequency in invention

according to claim 7 compared with this input signal to the voltage level from which an input signal differs, respectively so that it may become an opposite phase mutually, gives bias voltage and the input signal with which it was superimposed on this low-frequency signal to an optical modulator, outputs the modulated lightwave signal, and is contained in the this modulated lightwave signal.

(Work for)

In this invention, a low frequency signal superposition circuit gives the input signal which carried out amplitude modulation by the low frequency signal to an optical modulator through a drive circuit, and the optical modulator modulates a light beam with the input signal, and it outputs.

A bias control circuit compares the low frequency signal and phase which detected and mentioned above the frequency component of the low frequency signal on which it carried out in this way, and the lightwave signal was overlapped, and detects the direction of an optical modulator operating point drift from the phase contrast.

When there is no operating point drift in an optical modulator, a low frequency signal is modulated by opposition corresponding to each logical value of an input signal, and since it is not contained in the lightwave signal with which the frequency component is outputted, the phase contrast detected here is set to "0." Moreover, the condition that the difference of such a phase is set to "0" is generated, without being influenced by the wave of an input signal.

On the other hand, when an operating point drift arises, corresponding to each logical value of an input signal, a low frequency signal is in phase, and is modulated, and it is contained in the lightwave signal with which the frequency component is outputted. Moreover, the difference of the phase called for serves as a value which is different 180 degrees according to the direction of an operating point drift. Therefore, when a bias control circuit controls the operating point of an optical modulator in the direction and this direction of an operating point drift, the lightwave signal outputted from an optical modulator can be stabilized.

(Example)

Hereafter, the example of this invention is explained to a detail based on a drawing.

Fig. 1 is drawing showing one example of this invention.

In drawing, the semiconductor laser 21 which is the light source gives outgoing radiation light to the MZ modulator 22 used as an external modulator. On the other hand, the low frequency signal of the predetermined frequency (= fO) which an input signal and an audio frequency oscillator 24 output is inputted, by this low frequency signal, amplitude modulation of the input signal is carried out to the adjustable gain amplifier 23 used as a low frequency signal superposition circuit of an input signal, and it is outputted to it. This output signal is inputted into the drive amplifier 25 and pan which obtain predetermined signal level through a capacitor 26 at one modulation input terminal of the MZ modulator 22. Moreover, the bias tee 27 and the terminator machine 28 by which the series connection was carried out are connected to the modulation input terminal of another side of the MZ modulator 22. In addition, the drive amplifier 25, a capacitor 26, the bias tee 27, and the terminator machine 28 are equivalent to the drive circuit of the MZ modulator 22.

The MZ modulator 22 modulates the outgoing radiation light of semiconductor laser 21 with the signal given from this drive circuit, and changes and outputs it to a lightwave signal.

That part branches by the optical branch circuit 29, and this lightwave signal is taken out. This branched lightwave signal is inputted into the photodiode 30 which performs optical-electrical-and-electric-equipment conversion, and the electrical signal acquired by that output is inputted into one input terminal of a mixer 32 through the band pass amplifier 31 which carries out selection magnification of the frequency component of fO. Moreover, the low frequency signal which an audio frequency oscillator 24 outputs is inputted into the input terminal of another side of a mixer 32. A mixer 32 compares the phase of these signals and outputs the signal according to the phase contrast. In addition, a shunt circuit 29, a photodiode 30, a band pass amplifier 31, and a mixer 32 are equivalent to a bias control circuit.

The output signal of this bias control circuit is inputted into one input terminal of the differential amplifier 34 through the low pass filter 33 which passes the signal below predetermined frequency. Moreover, the input terminal of another side of the differential amplifier 34 is connected to a circuit

ground. The output of the differential amplifier 34 is connected to the bias tee 27.

Fig. 2 is drawing showing the wave of the output lightwave signal of an external modulator.

Fig. 3 is drawing showing the wave of the output lightwave signal at the time of operating point drift generating of the forward direction.

Fig. 4 is drawing showing the wave of the output lightwave signal at the time of operating point drift generating of the negative direction.

Hereafter, with reference to Figs. 1 - 4, the control action of the operating point according to the operating point drift of the MZ modulator 22 is explained.

The wave of the input signal changed into a lightwave signal with the MZ modulator 22 is superimposed on a low frequency signal by the input signal, as shown in Fig. 2 (a). A drive of the MZ modulator 22 which has the input-output behavioral characteristics shown in Fig. 2 (b) with such an input signal acquires the output lightwave signal by which amplitude modulation was carried out by the signal of frequency $2f_O$ as shown in Fig. 2 (c).

In the condition that there is no operating point drift, since the driver voltages V_O and V_1 corresponding to each logical level of an input signal are set up between up-and-down cusp values (half period) on the ON appearance mosquito property of the MZ modulator 22, respectively, the low frequency signal on which the input signal was overlapped is mutually modulated on "0" level of an input signal, and "1" level at opposition. Therefore, the frequency component of f_O is not detected by the output of a band pass amplifier 31.

However, if an operating point drift arises, as shown in Figs. 3 and 4, the low frequency signal on which the input signal was overlapped will be in phase in "0" level of an input signal, and "1" level, and will be modulated. Changing the mean power of the lightwave signal outputted on a frequency f_O with such an inphase modulation, the phase of the frequency component f_O serves as a value different 180 degrees according to the direction of the operating point drift of the MZ modulator 22. Therefore, the signal according to phase contrast with the low frequency signal which the frequency component f_O and audio frequency oscillator 24 output is acquired by the output of a mixer 32.

The differential amplifier 34 controls driver voltage by the signal according to such an operating point drift so that a frequency component f_O is not contained in an output lightwave signal, and it holds the optimal operating point which amended the operating point drift.

In addition, in this example, although driver voltage is supplied through a bias tee, the envelope of the input signal modulated by low frequency is symmetrical with the upper and lower sides, and as long as it can adjust the direct-current output voltage of the drive amplifier 25, a capacitor 26 and the bias tee 27 may be removed. Moreover, it may replace with a mixer 32 and IC for analog multiplication may be used.

Below, the principle of operation of operating point control according to such an operating point drift is explained quantitatively.

If the amplitude ($= |V_O - V_1|$) of the input signal corresponding to each logical value of an input signal is set to V_{pi} , the value which normalized the ** mosquito of an output lightwave signal with the peak value is set to P and the value which normalized driver voltage by V_{pi} is set to V , the input-output behavioral characteristics of the MZ modulator 22 will be given by the formula of $P(V) = (1 - \cos(\pi(V - V_d))) / 2$. In addition, V_d is the operating point drift voltage normalized by V_{pi} .

by the way, the driver voltages V_O and V_1 corresponding to the logical level "0" of an input signal, and "1" if the low frequency signal of a frequency f_O ($=\omega_0/2\pi$) performs amplitude modulation with a modulation factor m to the close mosquito signal with which the amplitude is equivalent to the input signal of V_{pi} -- $V_O = m \sin(\omega_0 t)$

$$V_1 = 1 - m \sin(\omega_0 t)$$

It is given by *****. Moreover, m sets, when sufficiently small, and the power P_O and P_1 of a correspondence **** output lightwave signal is $P_O = P(V_O)$ to each of such logical level.

$$** (1 - \cos(\pi V_d)) - p_m \sin(\omega_0 t) \sin(\pi V_d)$$

$$/2P_1 = P(V_1)$$

It is given by each approximate expression of ** $(1 + \cos(\pi V_d)) - p_m \sin(\omega_0 t) \sin(\pi V_d) / 2$.

Furthermore, mean power P_2 of the output lightwave signal in the build up time and falling time amount V_d

$$P_2 = \{ 1 / (V_1 - V_0) \} \int_{V_0}^{V_1} P(v) dv$$

$$= 1/2 - \cos(\pi V_0) \sin(\pi V_d) / (\pi (1 - 2 V_0))$$

of an input signal, $\approx 1/2 - ((1 + 2m \sin(\omega_0 t)) / \pi) \sin(\pi V_d)$

It is given by *****.

Fig. 5 is drawing showing the appearance probability of each logical value of the input signal in an eye pattern.

In drawing, M shows the mark rate of an input signal and r is a constant which shows the relation between the bit rate f_b of an input signal, the build up time of an input signal, and falling time amount ($=r(1/f_b)$).

Therefore, the power P_{av} of the output lightwave signal averaged by time amount sufficiently shorter than the period ($=1/f_O$) of the low frequency signal on which an input signal is overlapped using such an appearance probability P_{av} = (given by the formula of $r(1-M)^2 + (1-r)(1-M) PO + (rM^2 + (1-r) M) P1 + 2r(1-M) MP2**KOPO + K1P1 + K2P2.$) In addition, KO , $K1$, and $K2$ are proportionality constants shown in a top type, respectively.

therefore, the component P of the frequency f_O of the low frequency signal included in the power P_{av} of an output lightwave signal -- $P = -\{(r(1-M)^2 + (1-r)(1-M) + (rM^2 + (1-r) M))(\pi/2) (+2r(1-M) M(2/\pi)) x \sin(\pi V_d) \sin(\omega_0 t)\}$

It is given by the ** type. Therefore, the component P of a frequency f_O changes in the phase 180 degrees with directions of an operating point drift (polarity of V_d). Moreover, if the multiplication of this frequency component P is carried out to reference frequency $\sin(\omega_0 t)$, the dc component of the positive/negative according to the direction of an operating point drift is detectable. That is, the operating point can be held the optimal by performing control which sets this dc component to "0."

In addition, since that a frequency component P is always set to "0" is only the case where the operating point drift V_d is "0", the operating point can be controlled the optimal, without being dependent on the parameters M and r changed according to the wave of an input signal.

(Effect of the invention)

As mentioned above, according to this invention, the optimal operating point can be held corresponding to the operating point drift of a modulator, without being dependent on an input signal.

Therefore, the lightwave signal outputted from a modulator is stabilized, degradation of the extinction ratio is prevented, and it becomes possible to introduce a modulator into a practical system.

[Translation done.]

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 特 許 公 報 (B 2)

(11)特許番号

第2642499号

(45)発行日 平成9年(1997)8月20日

(24)登録日 平成9年(1997)5月2日

(51)Int.Cl.⁶

G 0 2 F 1/03

識別記号

5 0 2

庁内整理番号

F I

G 0 2 F 1/03

技術表示箇所

5 0 2

請求項の数7(全8頁)

(21)出願番号 特願平2-50189

(22)出願日 平成2年(1990)3月1日

(65)公開番号 特開平3-251815

(43)公開日 平成3年(1991)11月11日

(73)特許権者 99999999

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1
番1号

(72)発明者 桑田 直樹

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地
富士通株式会社内

(72)発明者 西本 央

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地
富士通株式会社内

(74)代理人 弁理士 古谷 史旺

審査官 大沢 統正

最終頁に続く

(54)【発明の名称】光送信器、光変調器の制御回路および光変調方法

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】入力信号の異なる電圧レベルに対してそれぞれ該入力信号に比べて低い周波数を有する低周波信号を互いに逆位相となるように重疊する低周波信号重疊回路と、バイアス電圧と、該低周波信号が重疊された入力信号とが与えられ、変調された光信号を出力する光変調器と、該光信号に含まれる低周波信号成分の検出結果に基づいて、該バイアス電圧を制御するバイアス制御回路とを備えた光送信器。

【請求項2】該低周波信号重疊回路は、該入力信号がデジタル信号の場合にハイレベルとローレベルにそれぞれに逆位相となるよう低周波信号を重疊することを特徴とする請求項1記載の光送信器。

【請求項3】該バイアス制御回路は、該低周波信号と該

光信号に含まれる低周波信号成分を比較し、比較結果に基づいて、該バイアス電圧を制御するバイアス制御回路とを備えたことを特徴とする請求項1記載の光送信器。

【請求項4】バイアス電圧と入力信号とが与えられ、該入力信号により変調し、光信号を出力する光変調器の制御回路において、

該入力信号の異なるレベルに対してそれぞれ該入力信号に比べて低い周波数を有する低周波信号を互いに逆位相となるように重疊する低周波信号重疊回路と、

該光信号に含まれる低周波信号成分を検出し、検出結果に基づいて、該バイアス電圧を制御するバイアス制御回路とを備えた光変調器の制御回路。

【請求項5】該低周波信号重疊回路は、該入力信号がデジタル信号の場合にハイレベルとローレベルにそれぞれに位相の異なるよう低周波信号を重疊することを特徴

とする請求項4の光変調器の制御回路。

【請求項6】該バイアス制御回路は、該低周波信号と該光信号に含まれる低周波信号成分を比較し、比較結果に基づいて、該バイアス電圧を制御するバイアス制御回路とを備えたことを特徴とする請求項4の光変調器の制御回路。

【請求項7】入力信号の異なる電圧レベルに対してそれぞれ該入力信号に比べて低い周波数を有する低周波信号を互いに逆位相となるように重畠し、

バイアス電圧と、該低周波信号が重畠された入力信号とを光変調器に与え、変調された光信号を出力し、該変調された光信号に含まれる低周波信号成分の検出結果に基づいて、該バイアス電圧を制御することを特徴とする光変調方式。

【発明の詳細な説明】

【概要】

光通信システムに使用される電気一光変換回路から出力される光信号の安定化をはかる外部変調器の制御方式に関し、

入力信号に依存せずに、動作点ドリフトに伴う出力光信号の消光比の劣化を防止できることを目的とし、

入力信号に応じて、駆動電圧を発生する駆動回路と、バイアス電圧と該駆動電圧とが与えられ、光ビームを該入力信号で変調して、光信号を出力する光変調器と、該入力信号の異なるレベルに対してそれぞれ該入力信号に比べて低い周波数を有する低周波信号を互いに逆位相となるように重畠する低周波信号重畠回路と、該光信号に含まれる低周波信号成分を検出し、検出結果に基づいて、該バイアス電圧を制御するバイアス制御回路とを備えて構成される。

(産業上の利用分野)

本発明は、出力される光信号の安定化をはかる光送信器、光変調器の制御回路および光変調方法に関する。

(従来の技術)

従来、光通信システムの電気一光変換回路には、半導体レーザに流れる電流をデータ信号により変調する直接変調方式が採用されていた。しかし、直接変調方式では、伝送速度が速くなるに応じて出力される光信号の波長変動(チャーピング)の影響が大きくなるので、光ファイバ内の波長分散により長距離伝送が困難となってきた。

そこで、原理的にチャーピングを生じないマッハツエンダ型外部変調器(以下、「MZ変調器」という。)その他の外部変調器を用いた電気光変換回路が検討されている。一方、このような外部変調器を用いた構成では、光通信システムの長期安定動作を達成するために、温度変動および経時変化に対して出力される光信号の安定化が必要になっている。

第6図は、外部変調器を用いた電気一光変換回路の基本構成を示す図である。

図において、外部変調71では、駆動回路73を介して与えられる入力信号に応じて、半導体レーザ75の出射光を変調し、光信号として出力する。

従来、このような電気一光変換回路において、温度変動に伴う外部変調器の動作点のずれを補償する方法として、入力信号の一方の論理レベルに低周波信号を重畠して変調器を駆動し、出力される光信号から検出される低周波信号の位相により動作点を制御する方法が提案されている。

(発明が解決しようとする課題)

ところで、MZ変調器は、印加される直流電圧、温度変化、および経時変化により、その出入力特性に変化(動作点ドリフト)を生じる。

第7図は、MZ変調器の入出力特性を示す図である。

図において、①は動作点ドリフトを生じる前の特性を示し、②は動作点ドリフトを生じた場合の特性を示す。なお、MZ変調器の入出力特性は、図に示すように駆動電圧に対して周期性を有する。

したがって、入力信号の各論理値に対応して出力光電力の上下の各尖頭値が得られる駆動電圧 V_0 、 V_1 を用いることにより、効率的な2値変調を行うことができる。

このようなMZ変調器から出力される光信号は、動作点ドリフトの発生時に駆動電圧 V_0 、 V_1 が一定であると、上述の周期性により消光比が劣化する。したがって、動作点ドリフトが発生した時にそのドリフト量を dV とするとき、駆動電圧 V_0 、 V_1 をそれぞれ V_0+dV および V_1+dV として動作点ドリフトを補償する必要がある。

しかし、入力信号の一方の論理レベルに低周波信号を重畠する従来の動作点ドリフトの補償方法では、入力信号のマーク率の変化、立ち上がり時間あるいは立ち下がり時間の増大により、最適動作点を保持する制御が困難であった。

本発明は、入力信号に依存せずに、動作点ドリフトに伴う出力光信号の消光比の劣化を防止できる光送信器、光変調器の制御回路および光変調方法を提供することを目的とする。

(課題を解決するための手段)

請求項1に記載の発明では、入力信号の異なる電圧レベルに対してそれぞれ該入力信号に比べて低い周波数を有する低周波信号を互いに逆位相となるように重畠する低周波信号重畠回路と、

バイアス電圧と、該低周波信号が重畠された入力信号とが与えられ、変調された光信号を出力する光変調器と、

該光信号に含まれる低周波信号成分の検出結果に基づいて、該バイアス電圧を制御するバイアス制御回路とを備えたことを特徴とする。

請求項2に記載の発明では、該低周波信号重畠回路は、該入力信号がデジタル信号の場合にハイレベルとローレベルにそれぞれに逆位相となるよう低周波信号を

が重畠されたものである。このような入力信号で、第2図(b)に示す入出力特性を有するMZ変調器22を駆動すると、第2図(c)に示すように周波数 $2f_0$ の信号で振幅変調された出力光信号が得られる。

動作点ドリフトがない状態では、入力信号の各論理レベルに対応した駆動電圧 V_0 、 V_1 がMZ変調器22の入出力特性上でそれぞれ上下の尖頭値間(半周期)に設定されているために、入力信号に重畠された低周波信号は、入力信号の「0」レベルおよび「1」レベルで互いに逆相で変調される。したがって、帯域増幅器31の出力には、 f_0 の周波数成分が検出されない。

しかし、動作点ドリフトが生じると、第3図および第4図に示すように、入力信号に重畠された低周波信号が入力信号の「0」レベルおよび「1」レベルにおいて同相で変調される。出力される光信号の平均電力はこのような同相変調に伴って周波数 f_0 で変動し、その周波数成分 f_0 の位相はMZ変調器22の動作点ドリフトの方向に応じて、180度異なった値となる。したがって、ミキサ32の出力には、その周波数成分 f_0 と低周波発振器24が出力する低周波信号との位相差に応じた信号が得られる。

差動アンプ34は、このような動作点ドリフトに応じた信号により、出力光信号に周波数成分 f_0 が含まれないように駆動電圧を制御し、動作点ドリフトを補正した最適の動作点を保持する。

なお、本実施例では、バイアスティを介して駆動電圧を供給しているが、低周波で変調された入力信号の包絡線が上下対称であり、かつ駆動アンプ25の直流出力電圧が調整できれば、コンデンサ26およびバイアスティ27を

$$P_z = \{ 1 / (V_1 - V_0) \} \int_{V_0}^{V_1} P(v) dv \\ = 1/2 - \cos(\pi V_0) \sin(\pi V_d) / (\pi (1 - 2 V_0)) \\ \approx 1/2 - ((1 + 2m \sin(\omega_0 t)) / \pi) \sin(\pi V_d)$$

の近似式で与えられる。

第5図は、アイパターンにおける入力信号の各論理値の出現確率を示す図である。

図において、Mは入力信号のマーク率を示し、rは入力信号のビットレート f_b と入力信号の立ち上がり時間および立ち下り時間($= r (1/f_b)$)の関係を示す定数である。

したがって、このような出現確率を用いて、入力信号に重畠される低周波信号の周期($= 1/f_0$)より十分短い

$$P = - \{ ((r(1-M)^2 + (1-r)(1-M) + (rM^2 + (1-r)M)) (\pi/2) + 2r(1-M)M(2/\pi)) \times m \sin(\pi V_d) \sin(\omega_0 t) \}$$

の式で与えられる。したがって、周波数 f_0 の成分 P は、

除いてもよい。また、ミキサ32に代えてアナログ乗算用のICを用いてもよい。

以下に、このような動作点ドリフトに応じた動作点制御の動作原理を定量的に説明する。

入力信号の各論理値に対応した入力信号の振幅($= |V_0 - V_1|$)を V_π とし、出力光信号の電力をそのピーク値で正規化した値を P とし、駆動電圧を V_π で正規化した値を V とすると、MZ変調器22の入出力特性は、

$$P(V) = (1 - \cos(\pi(V - V_d))) / 2$$

の式で与えられる。なお、 V_d は、 V_π で正規化された動作点ドリフト電圧である。

ところで、振幅が V_π の入力信号に相当する入力信号に対して周波数 f_0 ($= \omega_0/2\pi$)の低周波信号により変調度 m で振幅変調を行うと、入力信号の論理レベル

「0」および「1」に対応する駆動電圧 V_0 、 V_1 は、

$$V_0 = m \sin(\omega_0 t)$$

$$V_1 = 1 - m \sin(\omega_0 t)$$

の各式で与えられる。また、 m が十分小さい場合において、これらの各論理レベルに対応した出力光信号の電力 P_0 、 P_1 は、

$$P_0 = P(V_0)$$

$$\approx (1 - \cos(\pi V_d) - \pi m \sin(\omega_0 t) \sin(\pi V_d)) / 2$$

$$P_1 = P(V_1) \approx (1 + \cos(\pi V_d) - \pi m \sin(\omega_0 t) \sin(\pi V_d)) / 2$$

の各近似式で与えられる。さらに、入力信号の立ち上がり時間および立ち下り時間における出力光信号の平均電力 P_2 は、

$$V_1$$

$$\int_{V_0}^{V_1} P(v) dv$$

$$= 1/2 - \cos(\pi V_0) \sin(\pi V_d) / (\pi (1 - 2 V_0))$$

$$\approx 1/2 - ((1 + 2m \sin(\omega_0 t)) / \pi) \sin(\pi V_d)$$

時間で平均した出力光信号の電力 P_{av} は、

$$P_{av} = (r(1-M)^2 + (1-r)(1-M) + (rM^2 + (1-r)M)) P_0 + (rM^2 + (1-r)M) P_1 + 2r(1-M)MP_2 \\ \equiv K_0 P_0 + K_1 P_1 + K_2 P_2$$

の式で与えられる。なお、 K_0 、 K_1 および K_2 は、それぞれ上式中に示される比例定数である。

したがって、出力光信号の電力 P_{av} に含まれる低周波信号の周波数 f_0 の成分 P は、

$$P = - \{ ((r(1-M)^2 + (1-r)(1-M) + (rM^2 + (1-r)M)) (\pi/2) + 2r(1-M)M(2/\pi)) \times m \sin(\pi V_d) \sin(\omega_0 t) \}$$

動作点ドリフトの方向(V_d の極性)によってその位相が

180度異なる。また、この周波数成分 P を基準周波数 $\sin(\omega_0 t)$ と乗算すると、動作点ドリフトの方向に応じた正負の直流成分を検出することができる。すなわち、この直流成分を「0」とする制御を行うことによって、動作点を最適に保持することができる。

なお、周波数成分 P が常に「0」となるのは動作点ドリフト V_d が「0」の場合だけであるので、入力信号の波形に応じて変動するパラメータ M および r に依存せずに動作点を最適に制御できる。

(発明の効果)

上述したように、本発明によれば、入力信号に依存せずに、変調器の動作点ドリフトに対応して最適動作点を保持することができる。

したがって、変調器から出力される光信号が安定化されてその消光比の劣化が防止され、変調器を実用システムに導入することが可能となる。

【図面の簡単な説明】

第1図は本発明の一実施例を示す図、

第2図は外部変調器の出力光信号の波形を示す図、

第3図は正方向の動作点ドリフト発生時における出力光信号の波形を示す図、

第4図は負方向の動作点ドリフト発生時における出力光信号の波形を示す図、

第5図はアイバターンにおける入力信号の各論理値の出現確率を示す図、

第6図は外部変調器を用いた電気-光変換回路の基本構成を示す図、

第7図はMZ変調器の入出力特性を示す図である。

図において、

21、75は半導体レーザ、

22はマッハツエンダ型外部変調器（MZ変調器）、

23は可変利得アンプ、

24は低周波発振器、

25は駆動アンプ、

26はコンデンサ、

27はバイアスティ、

28は終端抵抗、

29は光分岐回路、

30はフォトダイオード

31は帯域増幅器、

32はミキサ、

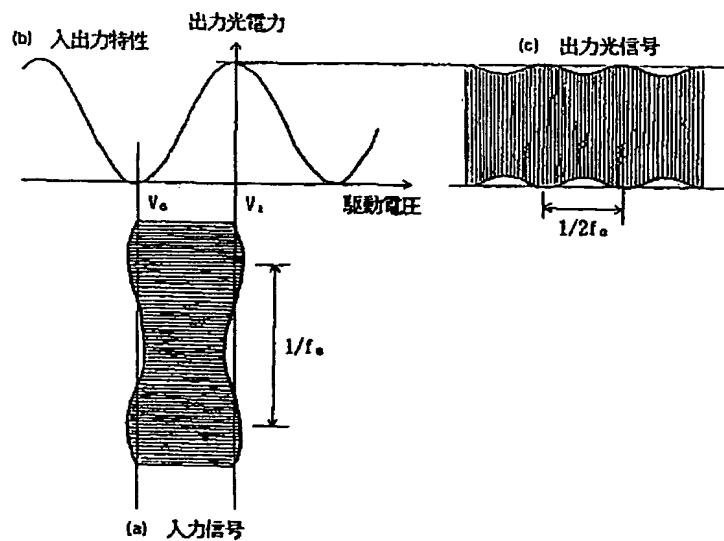
33は高域遮断フィルタ、

34は差動アンプ、

71は外部変調器、

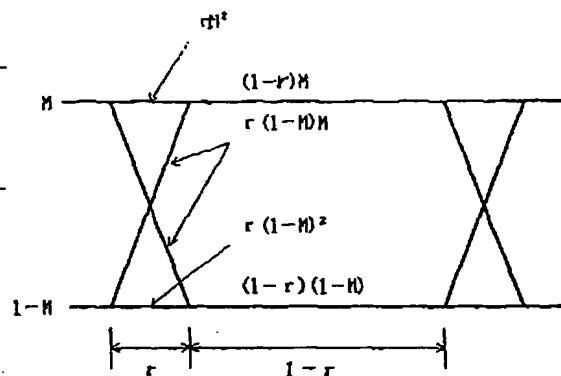
73は駆動回路である。

【第2図】



外部変調器の出力光信号の波形を示す図

【第5図】



アイバターンにおける入力信号の各論理値を示す図

重疊する。

請求項3に記載の発明では、該バイアス制御回路は、該低周波信号と該光信号に含まれる低周波信号成分を比較し、比較結果に基づいて、該バイアス電圧を制御する。

請求項4に記載の発明では、バイアス電圧と入力信号とが与えられ、該入力信号により変調し、光信号を出力する光変調器の制御回路において、低周波信号重疊回路は、該入力信号の異なるレベルに対してそれぞれ該入力信号に比べて低い周波数を有する低周波信号を互いに逆位相となるように重疊する。

バイアス制御回路は、該光信号に含まれる低周波信号成分を検出し、検出結果に基づいて、該バイアス電圧を制御する。

請求項5に記載の発明では、該低周波信号重疊回路は、該入力信号がデジタル信号の場合にハイレベルとローレベルにそれぞれに位相の異なるよう低周波信号を重疊する。

請求項6に記載の発明では、該バイアス制御回路は、該低周波信号と該光信号に含まれる低周波信号成分を比較し、比較結果に基づいて、該バイアス電圧を制御する。

請求項7に記載の発明では、入力信号の異なる電圧レベルに対してそれぞれ該入力信号に比べて低い周波数を有する低周波信号を互いに逆位相となるように重疊し、バイアス電圧と、該低周波信号が重疊された入力信号とを光変調器に与え、変調された光信号を出力し、該変調された光信号に含まれる低周波信号成分の検出結果に基づいて、該バイアス電圧を制御することを特徴とする。

(作 用)

本発明では、低周波信号重疊回路は低周波信号で振幅変調した入力信号を駆動回路を介して光変調器に与え、その光変調器がその入力信号で光ビームを変調して出力する。

バイアス制御回路は、このようにして光信号に重疊された低周波信号の周波数成分を検出して上述した低周波信号と位相を比較し、その位相差から光変調器動作点ドリフトの方向を検出する。

ここで検出された位相差は、光変調器に動作点ドリフトがない場合には、低周波信号が入力信号の各論理値に対応して逆相で変調され、その周波数成分が出力される光信号に含まれないので「0」となる。また、このような位相の差が「0」となる状態は、入力信号の波形に左右されずに発生する。

一方、動作点ドリフトが生じた場合には、低周波信号が入力信号の各論理値に対応して同相で変調され、その周波数成分が出力される光信号に含まれる。また、求められる位相の差は動作点ドリフトの方向に応じて180度異なる値となる。

したがって、バイアス制御回路が動作点ドリフトの方

向と同方向に光変調器の動作点を制御することにより、光変調器から出力される光信号を安定化することができる。

(実施例)

以下、図面に基づいて本発明の実施例について詳細に説明する。

第1図は本発明の一実施例を示す図である。

図において、光源である半導体レーザ21は、出射光を外部変調器として用いられるMZ変調器22に与える。一方、入力信号の低周波信号重疊回路として用いられる可変利得アンプ23には、入力信号および低周波発振器24が outputする所定周波数(=f₀)の低周波信号が入力され、入力信号をこの低周波信号で振幅変調して出力する。この出力信号は、所定の信号レベルを得る駆動アンプ25、さらにコンデンサ26を介してMZ変調器22の一方の変調入力端子に入力される。また、MZ変調器22の他方の変調入力端子には、直列接続されたバイアスティ27および終端抵抗器28が接続される。なお、駆動アンプ25、コンデンサ26、バイアスティ27および終端抵抗器28は、MZ変調器22の駆動回路に相当する。

MZ変調器22は、この駆動回路から与えられる信号により半導体レーザ21の出射光を変調し光信号に変換して出力する。

この光信号は、光分岐回路29によりその一部が分岐して取り出される。この分岐された光信号は、光一電気変換を行うフォトダイオード30に入力され、その出力に得られる電気信号はf₀の周波数成分を選択増幅する帯域増幅器31を介してミキサ32の一方の入力端子に入力される。また、ミキサ32の他方の入力端子には低周波発振器24が出力する低周波信号が入力される。ミキサ32は、これらの信号の位相を比較し、その位相差に応じた信号を出力する。なお、分岐回路29、フォトダイオード30、帯域増幅器31およびミキサ32は、バイアス制御回路に相当する。

このバイアス制御回路の出力信号は、所定周波数以下の信号を通過させる低域通過フィルタ33を介して差動アンプ34の一方の入力端子に入力される。また、差動アンプ34の他方の入力端子は、回路アースに接続される。差動アンプ34の出力は、バイアスティ27に接続される。

第2図は、外部変調器の出力光信号の波形を示す図である。

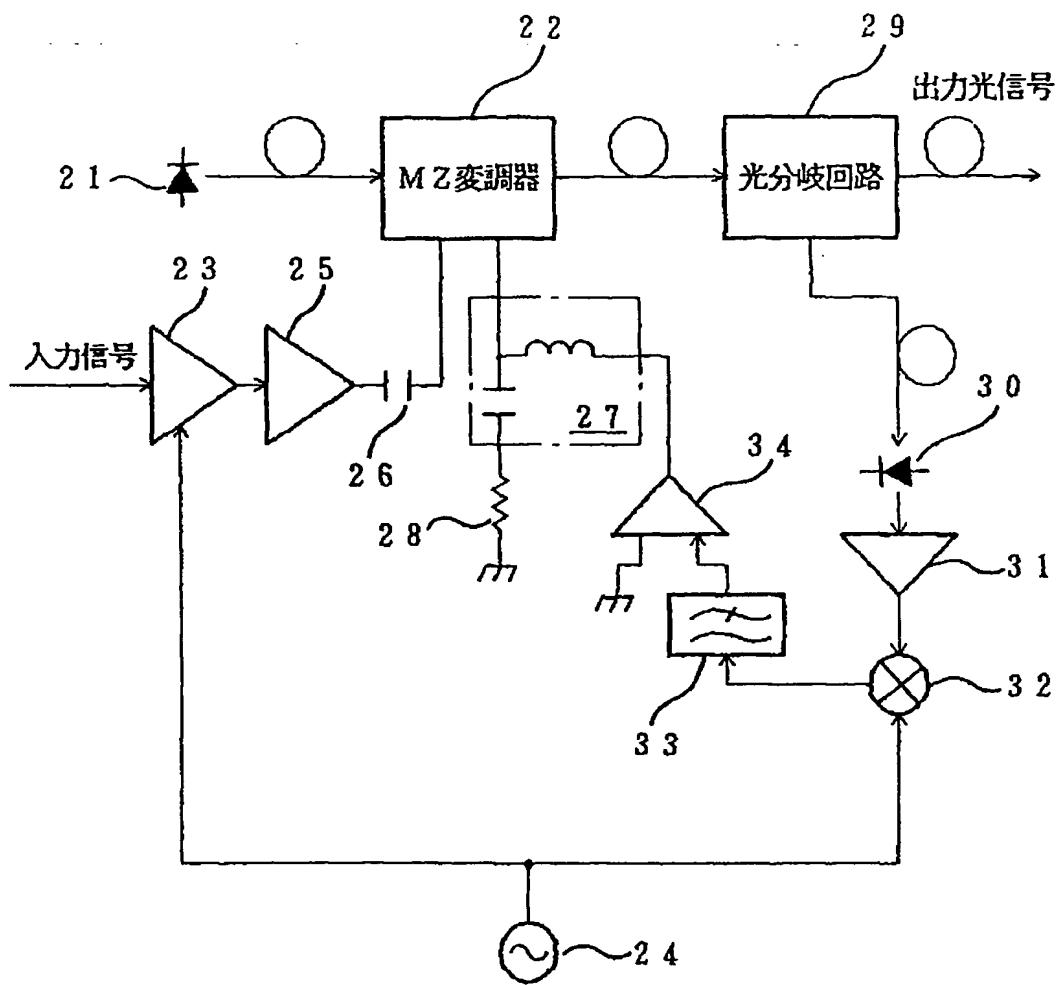
第3図は、正方向の動作点ドリフト発生時における出力光信号の波形を示す図である。

第4図は、負方向の動作点ドリフト発生時における出力光信号の波形を示す図である。

以下、第1図～第4図を参照して、MZ変調器22の動作点ドリフトに応じた動作点の制御動作について説明する。

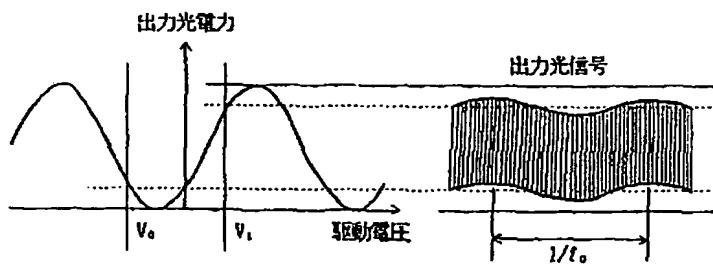
MZ変調器22で光信号に変換される入力信号の波形は、第2図(a)に示されるように、入力信号に低周波信号

【第1図】



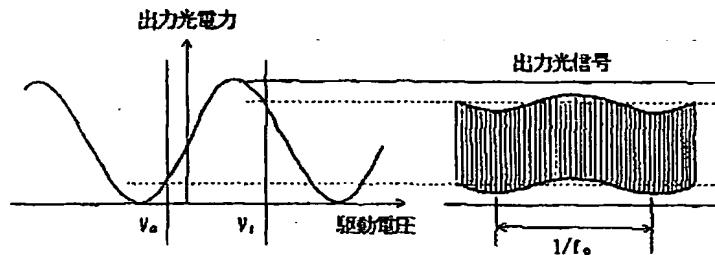
本発明の一実施例を示す図

【第3図】



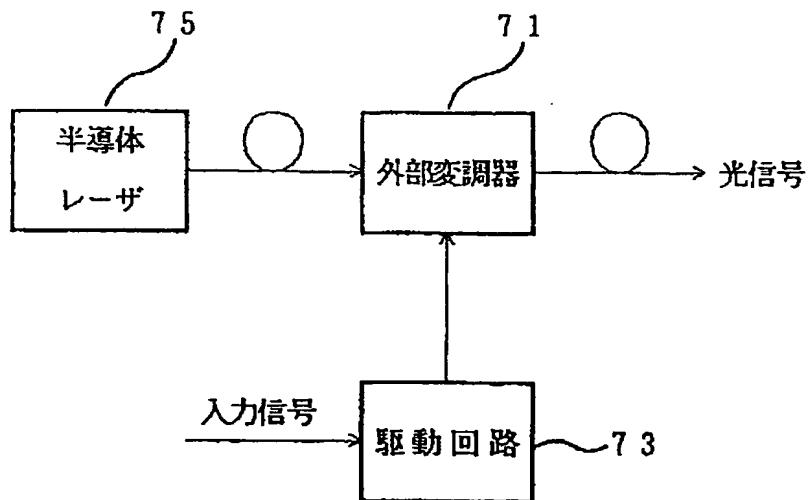
正方向の動作点ドリフト発生時における出力光信号の波形を示す図

【第4図】



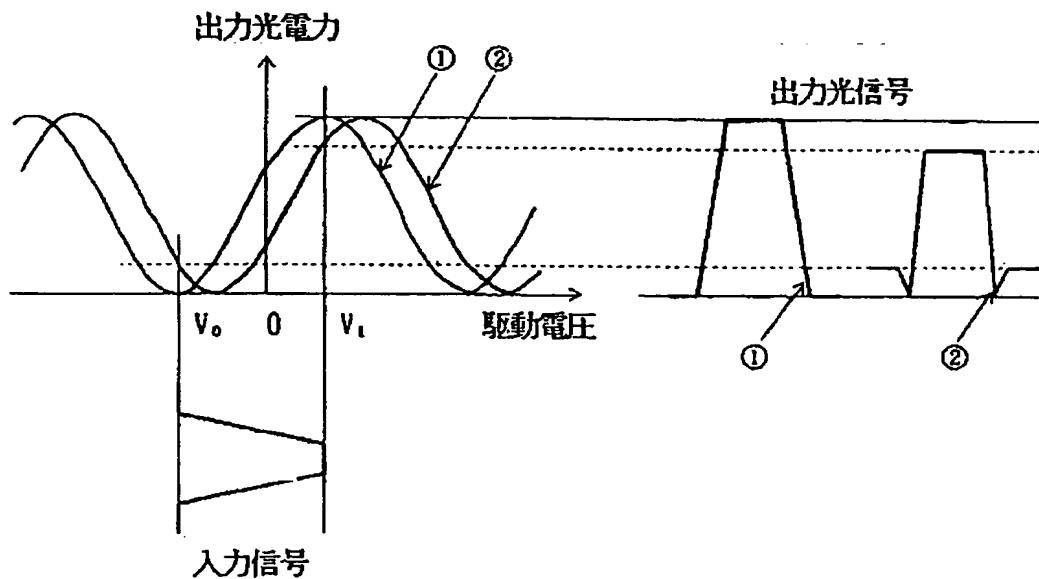
負方向の動作点ドリフト発生時における出力光信号の波形を示す図

【第6図】



外部変調器を用いた電気－光変換回路の基本構成を示す図

【第7図】



M Z 変調器の入出力性を示す図

フロントページの続き

- (56) 参考文献 特開 昭49-42365 (J P, A)
特開 昭53-38338 (J P, A)
特開 昭61-31919 (J P, A)
特開 昭53-47701 (J P, A)
特公 昭49-39019 (J P, B 1)